

<b>Requested document:</b>	<b><a href="#">JP8108857 click here to view the pdf document</a></b>
----------------------------	--

## **CONTROL DEVICE OF MOTOR-DRIVEN POWER STEERING DEVICE**

Patent Number:

Publication date: 1996-04-30

Inventor(s): KOIWAI HISAYOSHI; ENDO SHUJI; KAWADA HIDEAKI; KANO HIROYUKI

Applicant(s): NIPPON SEIKO KK

Requested Patent: ☐ [JP8108857](#)

Application Number: JP19940266102 19941006

Priority Number(s): JP19940266102 19941006

IPC Classification: B62D5/04; B62D6/00; B62D101/00; B62D119/00

EC Classification:

Equivalents:

---

### **Abstract**

---

**PURPOSE:** To provide a control device of a motor-driven power steering device which can reduce influence from noise of high frequency without impairing stability of a control system. **CONSTITUTION:** At least up to Nyquist frequency, the torque detected value T of a torque sensor 3 is supplied to an A/D converter 20a through an active low pass filter 13a having characteristics of small phase delay and small gain variation, and further, the output signal of the A/D converter 20a is supplied to a microcomputer 21 so as to control motor drive. By having this active low pass filter 13a, noise of high frequency can be damped without impairing stability of a control system.

---

Data supplied from the esp@cenet database - I2

(11)特許出願公開番号

(43)公開日 平成8年(1996)4月30日

技術表示箇所

6/00

119: 00

審査請求 未請求 請求項の数1 FD (全 11 頁)

群馬県前橋市烏羽町78番地 日本精工株式  
会社内

[最終頁に続く](#)

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 操舵系の操舵トルクを検出するトルク検出手段と、前記操舵系に対して操舵補助力を発生する電動モータと、前記トルク検出手段のトルク検出値をディジタル信号に変換するA/D変換器を有すると共に、少なくともこのディジタル信号に応じて前記電動モータを制御する制御信号を出力する制御手段と、を備える電動パワーステアリング装置の制御装置において、前記トルク検出手段及び前記A/D変換器間に、少なくともナイキスト周波数以下の周波数領域では、低位相遅れ且つ低利得変動の特性を有する低域通過フィルタを介挿したことを特徴とする電動パワーステアリング装置の制御装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、ディジタル制御方式の制御回路を備えた電動パワーステアリング装置の制御装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】従来、電動パワーステアリング装置の制御回路にマイクロコンピュータを搭載し、補助操舵力を発生する電動モータをディジタル制御方式によって制御する電動パワーステアリング装置が、例えば、特開昭62-181958号公報に示されている。この従来例では、検出された操舵トルク検出信号は、この信号を整流平滑化するインタフェース回路を介してA/Dコンバータ回路に入力されてディジタル信号に変換され、マイクロコンピュータユニットでこのディジタル化された操舵トルク検出信号に応じて電動モータを制御するPWM制御信号を生成し、PWM制御信号によるモータ駆動制御が行われている。

## 【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記従来例にあつては、車載用であるために高周波ノイズの多い環境で用いられることが多く、制御回路の入力信号線にはスイッチングノイズ等の高周波ノイズが頻繁に入力されてしまう。操舵トルク検出信号をA/D変換器でディジタル信号に変換する際に、この入力された高周波ノイズの周波数が、サンプリング周波数の1/2の周波数で表されるナイキスト周波数より高いときには、周波数スペクトラム上でエリヤシング(aliasing)と称される重なる部分が生じて、本来の信号と疑似信号との相互干渉によるビート歪みやノイズ等のいわゆる折り返し雑音が発生する。そして、これが出力のモータ駆動信号に対して低周波ノイズとして再現されてしまい、システムの性能及び安定性を損ねるという問題点を有していた。

【0004】この高周波ノイズの影響を回避するために高次数の低域通過フィルタを用いることが考えられるが、この場合には位相遅れが大きくなってしまふという

新たな問題が発生する。元来、電動パワーステアリング装置の制御系は位相余裕及びゲイン余裕が小さく、それを位相補償回路で補うことにより制御系の安定化を図っており、その制御系の中に安定化を損なう傾向のある位相遅れを有したフィルタを組み入れることはシステム上好ましくない。

【0005】したがって、本発明においては、上記問題を解消し、システムの安定性を損なうことなく高周波ノイズの影響を低減することのできる電動パワーステアリング装置の制御装置を提供することを目的とする。

## 【0006】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明に係る電動パワーステアリング装置の制御装置は、操舵系の操舵トルクを検出するトルク検出手段と、前記操舵系に対して操舵補助力を発生する電動モータと、前記トルク検出手段のトルク検出値をディジタル信号に変換するA/D変換器を有すると共に、少なくともこのディジタル信号に応じて前記電動モータを制御する制御信号を出力する制御手段と、を備える電動パワーステアリング装置の制御装置において、前記トルク検出手段及び前記A/D変換器間に、少なくともナイキスト周波数以下の周波数領域では、低位相遅れ且つ低利得変動の特性を有する低域通過フィルタを介挿したことを特徴とする。

## 【0007】

【作用】本発明によれば、トルク検出手段から出力されたトルク検出値を、低域通過フィルタを介してA/D変換器に供給しており、この低域通過フィルタは、少なくともナイキスト周波数までは、位相遅れ及びゲイン変動が小さい特性を有している。このため、この低域通過フィルタにより高周波ノイズは減衰すると共に、低域通過フィルタを挿入したことによるシステム全体の位相余裕及びゲイン余裕の低下は回避され、システムの安定性は保たれる。

## 【0008】

【実施例】以下、本発明の一実施例を図面に基いて説明する。図1は、本発明に係る電動パワーステアリング装置の概略構成図である。図中、1はステアリングホイールであり、このステアリングホイールに作用された操舵力は、入力軸2aと出力軸2bから構成されたステアリングシャフト2に伝達される。この入力軸2aの一端はステアリングホイール1に連結され、他端はトルク検出手段としてのトルクセンサ3を介して出力軸2bの一端に連結されている。そして、出力軸2bに伝達された操舵力は、ユニバーサルジョイント4を介してロアシャフト5に伝達され、さらに、ユニバーサルジョイント6を介してピニオンシャフト7に伝達される。操舵力は、更にステアリングギヤ8を介してタイロッド9に伝達されて転舵輪を転舵させる。ステアリングギヤ8は、ピニオン8aとラック8bとを有するラックアンドピニオン

形に構成され、ピニオン8aに伝達された回転運動をラック8bで直進運動に変換している。

【0009】ステアリングシャフト2の出力軸2bには、補助操舵力（アシスト力）を出力軸2bに伝達する減速ギア10が連結されており、減速ギア10には、補助操舵力の伝達・遮断を行う例えば電磁式で構成されている電磁クラッチ装置11を介して、補助操舵力を発生する電動モータ12の出力軸が連結されている。電磁クラッチ装置11はソレノイドを有し、このソレノイドに後述するコントローラ13によって励磁電流が供給されることにより、減速ギア10と電動モータ12とは機械的に結合され、励磁電流の供給停止により離脱される。

【0010】トルクセンサ3は、ステアリングホイール1に付与されて入力軸2aに伝達された操舵トルクを検出するもので、例えば、操舵トルクを入力軸2a及び出力軸2b間に介挿したトーションバーの捩じれ角変位に変換し、この捩じれ角変位をポテンショメータで検出するように構成される。このトルクセンサ3は、例えば、図2に示すように、入力トルクが零の場合には、所定の中立電圧 $V_0$ を有するトルク検出値 $T$ を出力し、右切りするとそのときの操舵トルクに応じて中立電圧 $V_0$ より増加する電圧を出力し、左切りするとそのときの操舵トルクに応じて中立電圧 $V_0$ より減少する電圧を出力するようになされている。そして、出力されたトルク検出値 $T$ は、制御手段としてのコントローラ13に供給される。

【0011】コントローラ13は、トルク検出値 $T$ 及び電動モータ12の電流検出値に応じて、電動モータ12に供給される駆動電流を制御しており、コントローラ13には、電動モータ12の駆動電流に対応した信号がフィードバックされ、このフィードバック信号によりコントローラ13から電動モータ12に出力される電流がフィードバック制御されている。さらに、コントローラ13には、イグニッション・スイッチ14及びヒューズ15aを介してバッテリー16から電流が供給されると共に、ヒューズ15bのみを介してバッテリー16から電流が供給される。ヒューズ15bのみを介して供給されたバッテリー16の電流は、例えばバックアップメモリに供給される。さらに、例えば変速機の出力回転数に対応した周期のパルス信号を発生する車速センサ17からの車速検出信号 $V_r$ が、コントローラ13に入力され、車速に応じた補助操舵力が発生される。

【0012】コントローラ13は、図3に示すように、入力されたトルク検出値 $T$ の高周波ノイズを除去する低域通過フィルタ（LPF）としてのアクティブ・ローパス・フィルタ13aと、アクティブ・ローパス・フィルタ13aの出力信号の位相を補償して電動パワーステアリング装置の安定性を高め、補償されたトルク検出値 $T_r$ をA/D変換器20aに出力する位相補償回路18と、車速センサ17から供給された車速検出信号 $V_r$ の

単位時間当りのパルス数を積算し車速検出値 $V$ を出力すると共に、後述するマイクロコンピュータ21に車速検出値 $V$ が読み込まれたときにマイクロコンピュータ21によりカウント値がリセットされるカウンタ回路19と、補償されたトルク検出値 $T_r$ 及び後述するモータ電流検出信号 $I_r$ 、 $I_l$ をそれぞれトルク検出値 $T_r$ 及びモータ電流検出値 $I_r$ 、 $I_l$ としてディジタル信号に変換するA/D変換器20a～20cと、カウンタ回路19及びA/D変換器20a～20cの出力信号が供給されるマイクロコンピュータ21と、マイクロコンピュータ21の出力信号に基づいて電動モータ12を駆動する駆動手段としてのモータ駆動回路22と、入力された電源電流をモータ駆動回路22に供給するフェールセーフリレー回路23と、マイクロコンピュータ21の出力信号に基づいて電磁クラッチ装置11を駆動するクラッチ駆動回路24と、モータ電流の大きさと方向を検出しそのモータ電流検出信号 $I_r$ 、 $I_l$ をマイクロコンピュータ21にフィードバックする電流検出回路25とから構成される。

【0013】アクティブ・ローパス・フィルタ13aは、図4に示すように4次のフィルタで構成される。1つの演算増幅器で2次のフィルタを構成し、これをカスケードに接続して4次のフィルタを構成する。本実施例は同図に示すように、非反転入力端子にトルク検出値 $T$ が抵抗 $R_1$ を介して供給され、且つ、反転入力端子が出力端子に直接接続されたバッファ回路を構成する演算増幅器OP1を有している。ここで、抵抗 $R_1$ と非反転入力端子との接続点は抵抗 $R_2$ を介して接地されている。

【0014】バッファ用演算増幅器OP1の出力信号 $V_{o1}$ は、いわゆるVCCVS（VoltageControl Voltage Source）型と称される2次のアクティブ・ローパス・フィルタLPF1に入力される。このVCCVS型アクティブ・ローパス・フィルタLPF1は、演算増幅器OP2と、抵抗 $R_3 \sim R_6$ と、コンデンサ $C_1$ 、 $C_2$ とを有し、出力信号 $V_{o1}$ が抵抗 $R_3$ 、 $R_4$ を介して演算増幅器OP2の非反転入力端子に供給され、非反転入力端子及び抵抗 $R_4$ の接続点がコンデンサ $C_1$ を介して接地され、さらに、抵抗 $R_3$ 及び抵抗 $R_4$ の接続点がコンデンサ $C_2$ を介して出力端子に接続され、反転入力端子が、接地抵抗 $R_5$ を介して接地されると共に負帰還抵抗 $R_6$ を介して出力端子に接続されるよう構成される。

【0015】アクティブ・ローパス・フィルタLPF1の出力信号 $V_{o2}$ は、2次のVCCVS型アクティブ・ローパス・フィルタLPF2に入力される。このアクティブ・ローパス・フィルタLPF2は、フィルタLPF1と同様な回路構成を有しており、抵抗 $R_3$ 、 $R_4$ に対応した抵抗 $R_7$ 、 $R_8$ と、コンデンサ $C_1$ 、 $C_2$ に対応したコンデンサ $C_3$ 、 $C_4$ とによりフィルタ回路の定数を設定し、負帰還抵抗 $R_6$ 及び接地抵抗 $R_5$ に対応した負帰還抵抗 $R_10$ 及び接地抵抗 $R_9$ により利得を設定する。そ

して、アクティブ・ローパス・フィルタLPF2の出力信号 $V_{03}$ は、抵抗R11を介して位相補償回路18に供給される。

【0016】この4次のアクティブ・ローパス・フィルタ13aは、パワースペクトル特性を有し、図5に示すように、ナイキスト周波数 $f_N$ までは、位相遅れ及び利得変動が殆ど無く、ナイキスト周波数 $f_N$ より高い周波数の入力信号に対しては利得減衰が大きくなるように抵抗及びコンデンサの定数が設定されている。4次で構成されているため、位相遅れ及び利得変動を小さな値に設定することができる。

【0017】マイクロコンピュータ21は、カウンタ回路19及びA/D変換器20a~20cの出力信号が入力される入力インタフェース21aと、トルク検出値Tに応じて電動モータ12の駆動制御処理を実行する中央処理装置(CPU)21bと、電動モータ12の駆動制御処理手順を記憶するメモリ21cと、出力インタフェース21eとを有している。

【0018】出力インタフェース21eからは、中央処理装置21bから出力される後述するモータ駆動信号 $S_r$ の電圧値に応じてパルス幅が変化するパルス幅変調信号PWM、及び電動モータ12の回転方向を定める右方向信号 $D_r$ 及び左方向信号 $D_l$ が出力され、これらの各信号はともにモータ駆動回路22に供給されており、さらに、リレー制御信号 $S_r$ 及びクラッチ制御信号 $S_c$ の各信号が出力され、それぞれフェールセーフリレー回路23及びクラッチ駆動回路24に供給されている。

【0019】モータ駆動回路22は、ゲート駆動回路22a、Hブリッジ回路22b、及び昇圧電源22cを有している。ゲート駆動回路22aは、供給された左右方向信号 $D_r$ 、 $D_l$ をHブリッジ回路22bに出力すると共に、電動モータ12の応答性を向上させるように、供給されたパルス幅変調信号PWMを波形整形してHブリッジ回路22bに出力しており、供給された左右方向信号 $D_r$ 、 $D_l$ に応じてパルス幅変調信号PWMを切替えて出力する。例えば、右方向信号 $D_r$ が供給されたときには、Hブリッジ回路22bの後述するFET(電解効果トランジスタ)22b2のみにパルス幅変調信号PWMを出力し、左方向電流 $D_l$ が供給されたときには、後述するFET22b1のみにパルス幅変調信号PWMを出力する。

【0020】Hブリッジ回路22bは、ゲート駆動回路22aの出力信号に基づいて電動モータ12に駆動電流を流し、4つのスイッチング・トランジスタ、例えば、NチャンネルのパワーMOS型FET22b1~22b4を有しており、FET22b1のソース端子とFET22b3のドレイン端子を接続した直列回路と、同様に、FET22b2のソース端子とFET22b4のドレイン端子を接続した直列回路とを並列に配設して、各直列回路におけるFETの接続部に電動モータ12を介挿した構成を

有する。上段側の各FET22b1及び22b2のゲート端子には、ゲート駆動回路22aから左右方向電流 $D_r$ 、 $D_l$ に応じてパルス幅変調信号PWMが供給され、下段側の各FET22b3及び22b4のゲート端子には、ゲート駆動回路22aからそれぞれ右方向信号 $D_r$ 及び左方向信号 $D_l$ が供給されている。FET22b1及び22b2の各ドレイン端子には、フェールセーフリレー回路23、ヒューズ15a、及びイグニッション・スイッチ14を介してバッテリー16の電流が供給されており、FET22b3及びFET22b4の各ソース端子はそれぞれ電流検出抵抗R1及びR2を介して接地されている。

【0021】ここで、FET22b3及びFET22b4は、それぞれ右方向信号 $D_r$ 及び左方向信号 $D_l$ がハイレベルのときに、オン状態となる。FET22b3がオン状態のときには、FET22b2にパルス幅変調信号PWMが供給されることにより、モータ駆動電流は、FET22b2から電動モータ12、FET22b3の方向へと流れる。一方、FET22b4がオン状態のときには、FET22b1にパルス幅変調信号PWMが供給されることにより、モータ駆動電流は、FET22b1から電動モータ12、FET22b4の方向へと流れる。

【0022】昇圧電源22cは、Hブリッジ回路22bのうちFET22b1及び22b2を駆動するために必要となる例えばバッテリー電圧を2倍に昇圧した電圧をゲート駆動回路22aに供給するよう構成されている。なお、FET22b3及び22b4を駆動するために、バッテリー電圧がフェールセーフリレー23aを介してゲート駆動回路22aに供給される。

【0023】フェールセーフリレー回路23は、リレー接点23cを有するフェールセーフリレー23aと、フェールセーフリレー23aの駆動コイルに励磁電流を供給するリレー駆動回路23bとから構成されており、リレー駆動回路23bは供給されたリレー制御信号 $S_r$ により制御されている。リレー接点23cの一端は、ヒューズ15a及びイグニッション・スイッチ14を介してバッテリー16に接続され、他端は、Hブリッジ回路22のFET22b1及び22b2の各ドレイン端子に接続される。本実施例では、リレー制御信号 $S_r$ がハイレベルのときに、リレー駆動回路23bがオン状態となりフェールセーフリレー23aの駆動コイルに励磁電流が供給されてリレー接点23cが閉じ、一方、リレー制御信号 $S_r$ がローレベルのときに、リレー駆動回路23bがオフ状態となりリレー接点23cは開放される。一般的に、電動パワーステアリング装置の作動中においてはリレー接点23cは閉じられており、モータ駆動回路22等の異常発生時には安全確保のためにリレー接点23cは開放される。

【0024】クラッチ駆動回路24は、供給されたクラッチ制御信号 $S_c$ を増幅して電磁クラッチ装置11を駆動制御する信号を出力する。本実施例では、クラッチ制

御信号 $S_c$ がハイレベルのときに電磁クラッチ装置11は接続状態になり、ローレベルのときに非接続状態に保持される。電流検出回路25は、入力された電流検出抵抗 $R_i$ 、 $R_l$ の各端子電圧を増幅してそれぞれのモータ駆動電流を検出してノイズを除去し、この検出した右方向のモータ電流検出信号 $I_r$ 及び左方向のモータ電流検出信号 $I_l$ を、それぞれA/D変換器20c及び20dを介して入力インタフェース21aにフィードバックしている。これにより、マイクロコンピュータ21で、モータ電流の実測値に応じて、パルス幅変調信号PWMの

パルス幅の補正及び異常時の電動パワーステアリング装置の作動停止が行われる。  
 【0025】次に、中央処理装置で実行されるモータ駆動制御処理の処理手順を、図6に示すフローチャートに基づいて説明する。この処理は、例えば所定のメインプログラムに対して所定時間毎のタイマ割り込みによって行われ、例えば、数ms毎に実行される。まず、ステップS21で、アクティブ・ローパス・フィルタ13aで高周波ノイズを除去し且つ位相補償回路18で位相補償を行い、A/D変換器20aから出力された、トルクセンサ3からのトルク検出値 $T$ を読み込む。

【0026】次いで、ステップS22に移行し、 $T = T - V$ なる演算を行い、中立時のトルク検出値 $T$ が零となるようオフセット処理を行う。次に、ステップS23に移行し、カウンタ19のカウント値、すなわち、車速検出値 $V$ を読み込み、カウンタ19にリセット信号を出力してカウンタ値をリセットし、次いで、ステップS24に移行して、図7に示す、操舵トルクと車速とモータ電流との対応を表す特性線図を参照し、例えば、トルク検出値 $T$ と車速検出値 $V$ とに対応するモータ電流を検索し、これをモータ電流指令値 $S_1$ として設定する。

【0027】この特性線図は、ステアリングシャフト2に入力された操舵トルクに対応する補助操舵力を電動モータ12に発生させるために電動モータ12を駆動するのに必要とするモータ電流と、操舵トルクと、車速との対応を表したものであり、車速が小さくなるほどモータ電流指令値は大きくなり、また操舵トルクが大きくなるほどモータ電流指令値は大きくなり、ある値を越えるとそれ以上は大きくならないように設定されている。

【0028】そして、ステップS25に移行し、モータ電流指令値 $S_1$ に対して微分処理を行いこれを微分処理値 $f_0$ とし、次いで、ステップS26で右方向のモータ電流検出値 $i_r$ 及び左方向のモータ電流検出値 $i_l$ を読み込み、右方向のモータ電流検出値 $i_r$ を正の値、左方向のモータ電流検出値 $i_l$ を負の値として設定し、これら検出信号の和からモータ電流検出値 $i_w$ を算出する。すなわち、 $i_w = i_r - i_l$ により算出する。

【0029】ここで、電流検出回路25では、左右方向のモータ電流検出値 $i_r$ 及び $i_l$ の実効値が得られるよう、それぞれの信号に対し充分なフィルタ処理を行って

いるものとする。次に、ステップS27に移行し、例えば、図8のフローチャートに示すような異常監視処理を行う。

【0030】異常監視処理は、まず、ステップS27aで、モータ電流検出値 $i_w$ の絶対値 $|i_w|$ が、モータ駆動回路22が正常に作動しているとみなす予め設定した最大電流値 $I_{max}$ よりも小さいか否かを判定する。絶対値 $|i_w|$ が最大電流値 $I_{max}$ よりも小さいときは、モータ駆動電流は正常範囲内にあると判定してモータ駆動制御処理プログラムに戻る。

【0031】一方、ステップS27aの判定の結果、 $|i_w| \geq I_{max}$ のときには、Hブリッジ回路22bに過大電流が流れており、異常が発生したものと判定してステップS27bに移行する。ステップS27bでは、ゲート駆動回路22aへの各指令信号 $S_u$ 、 $D_r$ 、 $D_l$ を“LOW”として出力し、これによってHブリッジ回路22bの通電路を遮断する。次いで、ステップS27cに移行して、クラッチ駆動回路24へのクラッチ制御信号 $S_c$ の出力を停止することによって、電磁クラッチ装置11を作動して電動モータ12の出力軸と減速ギヤ10とを離脱状態にする。

【0032】そして、ステップS27dに移行し、リレー駆動回路23bへのリレー制御信号 $S_R$ を“LOW”として出力することによって、フェールセーフリレー22aを開放して、バッテリー16からのHブリッジ回路22bへの通電を遮断する。次に、ステップS27eで、例えば、メイン処理プログラム等の上位プログラムに異常通知を行って、処理を終了する。以後、上位プログラムでは、モータ駆動制御処理を実行しない。

【0033】ステップS27の異常監視処理の結果、モータ駆動電流に異常が検出されなかったときには、ステップS28に移行する。ステップS28では、ステップS24で設定したモータ電流指令値 $S_1$ とステップS26で算出したモータ電流検出値 $i_w$ との差、すなわち、 $e_w = S_1 - i_w$ により、電流偏差 $e_w$ を算出する。

【0034】次いで、ステップS29で、電流偏差 $e_w$ に所定の比例ゲインを乗算してこれを比例処理値 $f_1$ とし、さらに、ステップS30で、この比例処理値 $f_1$ を積分しこれを積分処理値 $f_i$ として、比例処理値 $f_1$ 及び積分処理値 $f_i$ をメモリ21cの所定の記憶領域に記憶する。そして、ステップS31で、微分処理値 $f_0$ と、比例処理値 $f_1$ と、積分処理値 $f_i$ とを加算し、これをモータ駆動信号 $S_w$ とし、ステップS32に移行する。

【0035】このステップS32では、モータ駆動信号 $S_w$ が $S_w \geq 0$ であるか否かを判定し、 $S_w \geq 0$ である場合には、ステアリングホイール1が右操舵されたものとしてステップS33に移行し、電動モータ12の回転方向を正回転方向に設定する右方向信号 $D_r$ を“HIGH”とすると共に、左方向信号 $D_l$ を“LOW”として

出力する。また、モータ駆動信号 $S_M$ を出力インタフェース21eに出力し、出力インタフェース21e内で発生される鋸歯状波をもとに、モータ駆動信号 $S_M$ の電圧を所定のパルス幅を有したパルス幅変調信号PWMに変換し、これをゲート駆動回路22aを介してHブリッジ回路22bに供給する。そして、モータ駆動制御処理プログラムを終了してメインプログラムに戻る。

【0036】一方、ステップS32で、 $S_M \geq 0$ でない場合には、ステアリングホイール1を左操舵した状態であるものと判定してステップS34に移行し、電動モータ12の回転方向を逆回転方向に設定する左方向信号 $D_L$ を“HIGH”とすると共に、右方向信号 $D_R$ を“LOW”として出力する。また、モータ駆動信号 $S_M$ をパルス幅変調信号PWMに変換し、これをゲート駆動回路22aを介してHブリッジ回路22bに供給する。そして、モータ駆動制御処理プログラムを終了してメインプログラムに戻る。

【0037】次に、本実施例の動作を説明する。コントローラ13に入力されたトルク検出値 $T$ は、ナイキスト周波数以上で減衰効果の大きい特性を有するアクティブ・ローパス・フィルタ13aに供給されて、トルク検出値 $T$ に含まれる高周波ノイズが除去され、位相補償回路18及びA/D変換器20aを介して、マイクロコンピュータ21に入力される。

【0038】マイクロコンピュータ21では、所定の時間毎のタイマ割り込みにより図6に示したフローチャートに従って演算処理を行い、読み込まれたトルク検出値 $T$ に応じてモータ駆動信号のパルス幅変調信号PWM及び左右方向信号 $D_L$ 、 $D_R$ を出力し、通常モータ駆動制御処理を実行する。また、図8に示したフローチャートに従って異常監視処理を実行し、検出されたモータ電流検出値 $i_L$ 及び $i_R$ が、所定の最大電流値 $I_{MAX}$ より大きいときには、電動モータ12の作動を停止して車両の安全性を確保している。

【0039】このように、上記実施例では、トルク検出値 $T$ をA/D変換する前に、アクティブ・ローパス・フィルタを用いてトルク検出値 $T$ に含まれる高周波ノイズを除去しており、しかも、このアクティブ・ローパス・フィルタは、ナイキスト周波数までは位相遅れ及び利得変動が小さい特性を有している。このため、エリヤシングによるノイズの発生を抑制することができ、高周波ノイズがモータ駆動信号に低周波ノイズとして再現されることがないので、精度の良いモータ駆動制御を行うことができると共に、ノイズによる誤動作の減少により安全性の向上を図ることができる。また、ナイキスト周波数までは位相遅れ及び利得変動が小さいので、制御系全体の位相余裕及びゲイン余裕に影響を及ぼすこともなく、アクティブ・ローパス・フィルタを用いたことによるシステムの安定性の低下は回避される。

【0040】なお、上記実施例では、図4に示したアク

ティブ・ローパス・フィルタLPF1で、接地抵抗 $R_5$ 及び帰還抵抗 $R_6$ を用いて利得を設定できるようにしているが、接地抵抗 $R_5$ 及び帰還抵抗 $R_6$ を用いず、反転入力端子と出力端子とを直接接続した構成にしてもよい。アクティブ・ローパス・フィルタLPF2の接地抵抗 $R_9$ 及び帰還抵抗 $R_{10}$ についても同様である。

【0041】また、上記実施例では、低域通過フィルタとしてVCVS型のアクティブ・ローパス・フィルタを用いているが、これに限定することなく、図9に示す多重帰還型のアクティブ・ローパス・フィルタで低域通過フィルタを構成してもよい。多重帰還型は、同図に示すように、演算増幅器OP4と、抵抗 $R_{12} \sim R_{14}$ と、コンデンサ $C_5$ 、 $C_6$ とを有し、入力信号が抵抗 $R_{12}$ 、 $R_{13}$ を介して演算増幅器OP4の反転入力端子に供給され、反転入力端子及び抵抗 $R_{13}$ の接続点がコンデンサ $C_6$ を介して演算増幅器OP4の出力端子に接続され、さらに、抵抗 $R_{12}$ 及び $R_{13}$ の接続点が、コンデンサ $C_5$ を介して接地されると共に抵抗 $R_{14}$ を介して出力端子に接続され、非反転入力端子が接地されるよう構成される。このアクティブ・ローパス・フィルタを2つカスケードに接続して4次の低域通過フィルタを構成する。

【0042】また、アクティブ・ローパス・フィルタを用いる他に、コイル及びコンデンサで構成されるパッシブ・ローパス・フィルタでパワース特性を有する低域通過フィルタを構成してもよい。また、コンデンサに蓄えられた電荷をスイッチで切り換え、流れる電荷量を制御して等価的に抵抗を構成し、スイッチング周波数により積分時定数を設定するスイッチド・キャパシタ・フィルタを用いて、パワース特性を有する低域通過フィルタを構成してもよい。

【0043】また、上記実施例では、パワース特性を有する低域通過フィルタを用いているが、通過帯域内における制御系の位相余裕及びゲイン余裕の大小に応じて、ベッセル特性及びチエビシェフ特性を有する低域通過フィルタを用いることもできる。また、上記実施例においては、中央処理装置から出力されたモータ駆動信号値をパルス幅変調信号PWMに変換して電動モータを駆動しているが、モータ駆動信号値をパルス幅変調信号PWMに変換せずにアナログ電圧信号に変換すると共に、パルス幅変調信号PWMが入力されている各FETの代わりにNPNトランジスタに用いて、このアナログ電圧に比例した電圧を各NPNトランジスタのベース端子に印加して、電動モータを駆動する構成にしてもよい。

【0044】また、上記実施例では、比例処理、積分処理、及び微分処理の全ての処理を行ってモータ駆動信号値を算出しているが、どの処理を組合せてモータ駆動信号値を算出するかは任意に設定してよい。また、上記実施例では、トルク検出値のみに基づいて操舵状態を検知し、このトルク検出値に応じて補助操舵トルクを発生す



るモータ駆動制御について説明したが、この他に、例えば、高速走行中に走行車線を変更する場合には、操舵トルクの他に更に、ステアリングホイールの舵角速度や舵角加速度に応じて操舵状態を検知し、これらの値に応じた補助トルクを発生してモータ駆動制御を行ってもよい。トルク検出値、舵角速度値及び舵角加速度値に基づいて操舵状態を検知する制御回路の概略ブロック図を図10に示す。

【0045】制御回路21Aは、図示の如く、電流指令演算器31と、加減算器32と、比例演算器33と、積分演算器34と、加算器35と、舵角速度加速度演算回路36と、ダンパ係数回路37と、慣性補償係数回路38とから構成される。トルク検出値Tは、制御回路21Aの電流指令演算器31に入力され、所定のモータ電流指令値S<sub>1</sub>に変換された後、加減算器32に供給される。加減算器32には、モータ電流指令値S<sub>1</sub>の他に更に、電流検出回路25、ダンパ係数回路37及び慣性補償係数回路38のそれぞれの出力信号である電流検出信号I<sub>r</sub>、ダンパ信号D<sub>1</sub>および慣性信号K<sub>1</sub>が供給され、モータ電流指令値S<sub>1</sub>に対して、電流検出信号I<sub>r</sub>の減算、ダンパ信号D<sub>1</sub>の減算、及び慣性信号K<sub>1</sub>の加算の処理が行われる。加減算器32の出力信号が供給される比例演算器33では所定の比例ゲインが乗算され、その乗算値は、加算器35に直接供給されると共に、所定の積分処理を行う積分演算器34を介して同じく加算器35に供給される。そして、加算器35からは所定のモータ駆動信号がモータ駆動回路22に出力される。モータ駆動回路22では、所定のパルス幅を有するパルス幅変調信号PWMを舵角速度加速度演算回路36に出力すると共に、モータ駆動電流を電動モータ12に供給する。そして、電動モータ12からは、モータ駆動電流値Iが、舵角速度加速度演算回路36及び電流検出回路25に出力される。舵角速度加速度演算回路36では、入力されたパルス幅変調信号PWM及びモータ電流値Iに基づいて算出した舵角速度 $\omega_0$ をダンパ係数回路37に出力すると共に、同じく算出した舵角加速度 $\omega_1$ を慣性補償係数回路38に出力する。

【0046】舵角速度加速度演算回路36での舵角速度 $\omega_0$ 及び舵角加速度 $\omega_1$ の算出は次のように行われる。まず、パルス幅変調信号PWMのデューティ比D及び電源電圧V<sub>BAT</sub>を用いると、電動モータ12に供給される平均電圧Vは、次式のように表せる。

$$V = D \cdot V_{BAT} \quad \cdots (1)$$

また、電動モータ12は回転することにより逆起電力が発生し、逆起電力定数をk<sub>r</sub>とすると、電動モータ12に発生する逆起電圧はk<sub>r</sub>・ $\omega_0$ となるので、コイル抵抗Rを有する電動モータ12に供給された平均電圧Vは次式のようにも表せる。

【0047】

$$V = k_r \cdot \omega_0 + R \cdot i \quad \cdots (2)$$

式(1)及び(2)より、舵角速度 $\omega_0$ は次のように求められる。

$$\omega_0 = (D \cdot V_{BAT} - R \cdot i) / k_r \quad \cdots (3)$$

式(3)を時間tで微分することにより、舵角加速度 $\omega_1$ が算出される。算出された舵角速度 $\omega_0$ は、ダンパ係数回路37で所定のダンパ係数K<sub>v</sub>と乗算され、この乗算値をモータ電流指令値S<sub>1</sub>から減算してダンパ制御を実行し、これにより、操舵系に電氣的粘性抵抗が与えられ車両の安定性の向上が図られる。また、算出された舵角加速度 $\omega_1$ は、慣性補償係数回路38で所定の慣性補償係数K<sub>i</sub>と乗算され、この乗算値とモータ電流指令値S<sub>1</sub>とを加算して慣性補償制御を実行し、これにより、モータ慣性に起因するモータの応答性の遅れが補償される。なお、舵角加速度 $\omega_1$ はセンサーで直接検出してもよく、また、例えば、モータ軸に取り付けた角度センサーにより検出された角度値を、時間tで微分して先ず舵角速度 $\omega_0$ を求め、更にもう一度微分して舵角加速度 $\omega_1$ を求めるようにしてもよい。

【0048】

【発明の効果】以上説明したように、本発明に係る電動パワーステアリング装置の制御装置においては、検出されたトルク検出値をディジタル信号に変換し、ディジタル制御方式によって電動モータの駆動制御を行う際に、低域通過フィルタを介してトルク検出値をA/D変換器に供給しており、この低域通過フィルタは、少なくともナイキスト周波数までは低位相遅れ及び低利得変動の特性を有している。

【0049】このため、低域通過フィルタを挿入したことによる制御系の位相余裕及びゲイン余裕の低下を回避することができ、さらに、低域通過フィルタによって高周波ノイズが除去されるのでエリアシングによるノイズの発生を抑制することができる。これにより、システムの安定性を保持しながらノイズの低減を達成することができるため、システムの安定性が一層向上するという効果を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例を示す電動パワーステアリング装置の概略構成図である。

【図2】トルクセンサの出力電圧特性を示す特性線図である。

【図3】本実施例に係る電動パワーステアリング装置の制御装置のブロック図である。

【図4】本実施例に係るアクティブ・ローパス・フィルタの回路図である。

【図5】本実施例に係るアクティブ・ローパス・フィルタの周波数特性を示すグラフである。

【図6】本実施例に係る、電動パワーステアリング装置の作動時における中央処理装置による制御処理手順を示すフローチャートである。

【図7】車速をパラメータとした操舵トルクに対するモ



13

14

ータ電流指令値を示す特性線図である。

【図8】本実施例に係るモータ駆動電流の異常監視処理手順を示すフローチャートである。

【図9】多重帰還型のアクティブ・ローパス・フィルタを示す回路図である。

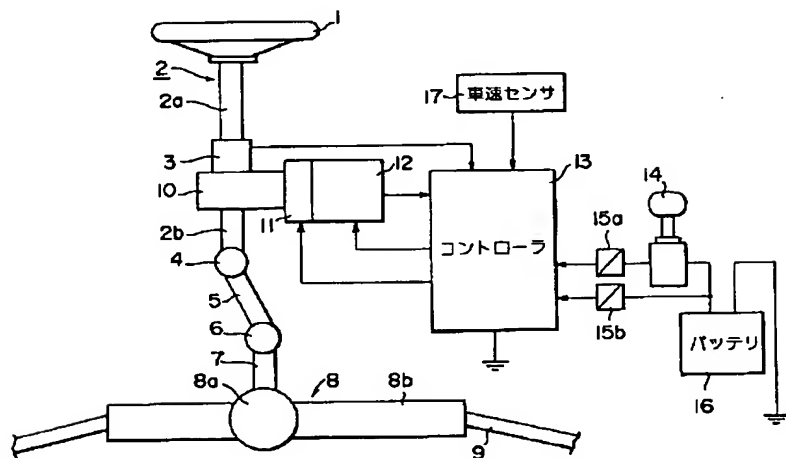
【図10】トルク検出値、舵角速度値及び舵角加速度値に基づいて操舵状態を検知する制御回路の概略ブロック図である。

【符号の説明】

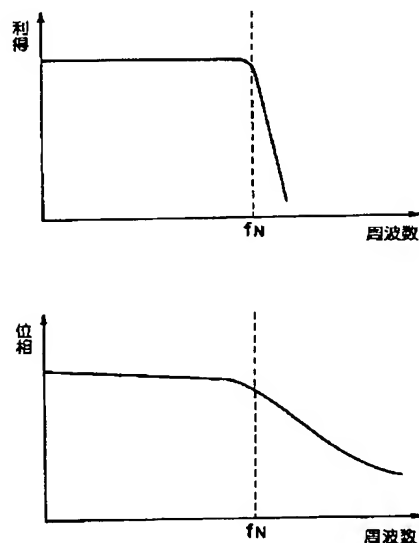
- 1 ステアリングホイール
- 2 ステアリングシャフト
- 3 トルクセンサ
- 10 減速ギア

- 11 電磁クラッチ装置
- 12 電動モータ
- 13 コントローラ
- 13a アクティブ・ローパス・フィルタ
- 17 車速センサ
- 18 位相補償回路
- 20a~20c A/D変換器
- 21 マイクロコンピュータ
- 22 モータ駆動回路
- 23 フェールセーフリレー回路
- 24 クラッチ駆動回路
- 25 電流検出回路

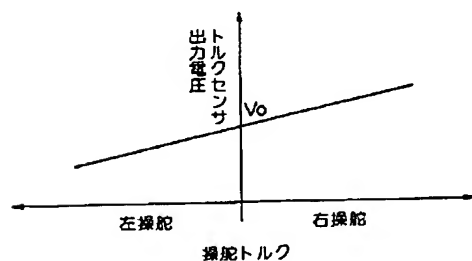
【図1】



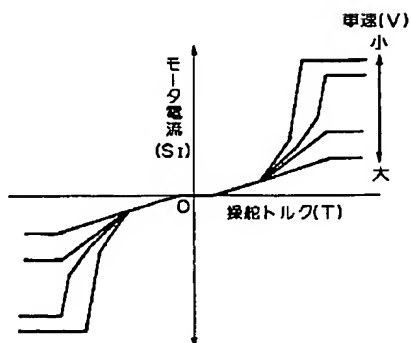
【図5】



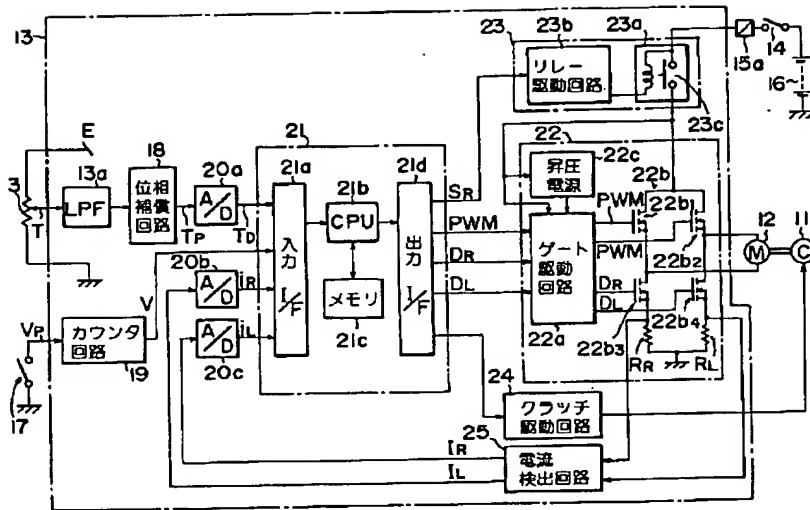
【図2】



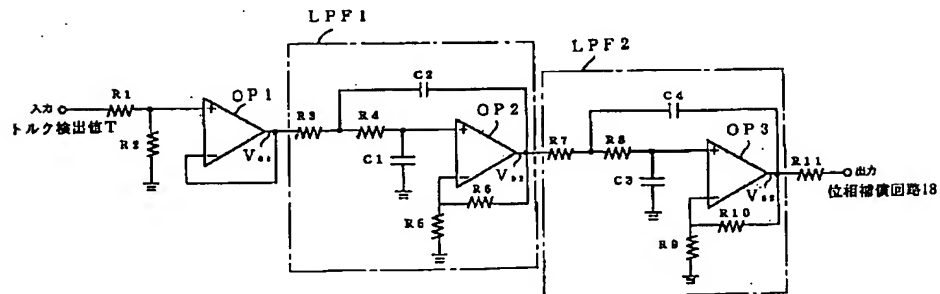
【図7】



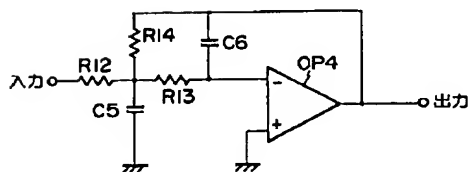
【図3】



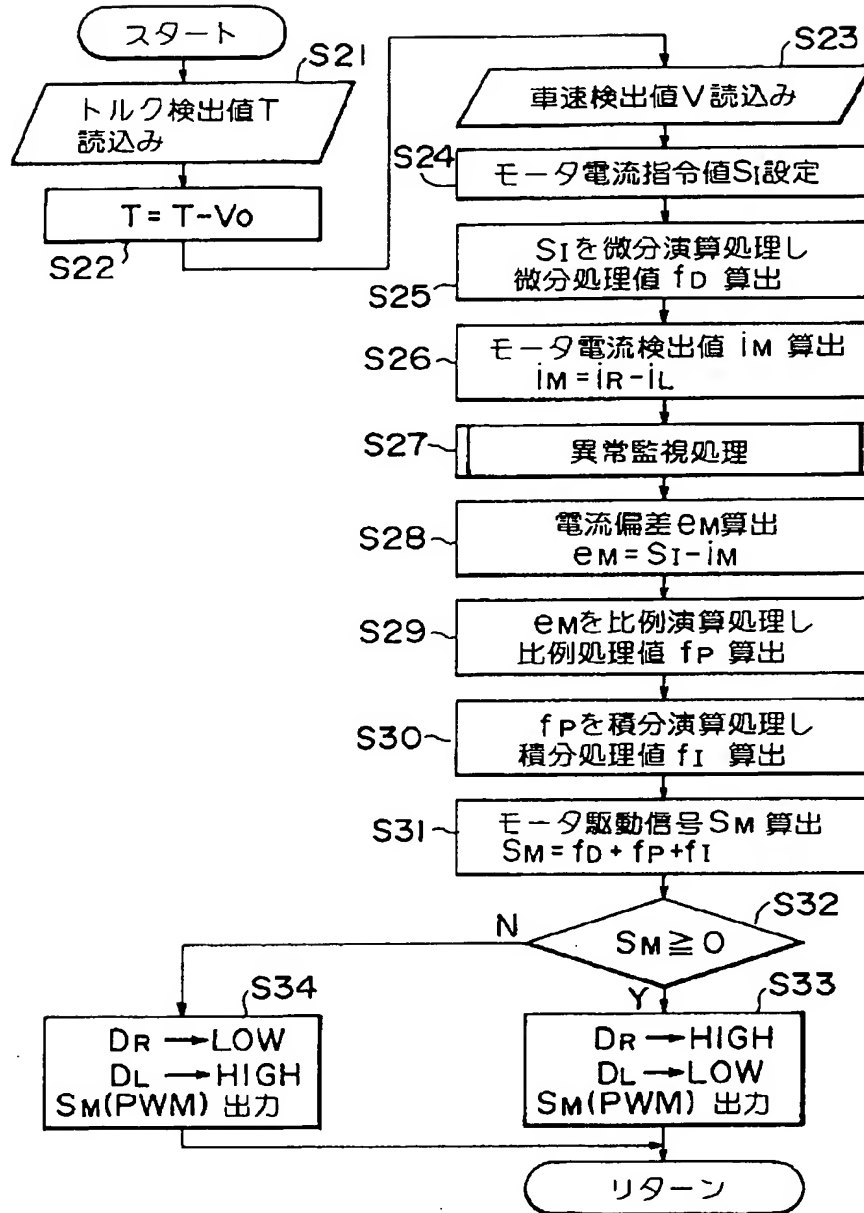
【図4】



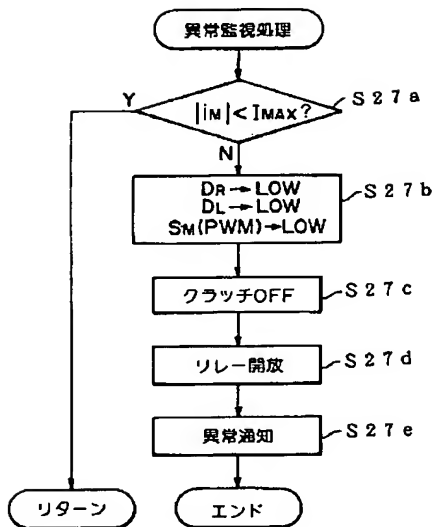
【図9】



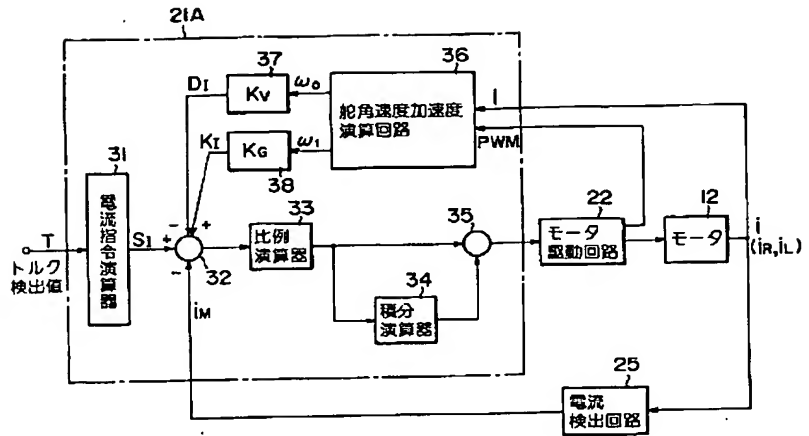
【図6】



【図8】



【図10】



フロントページの続き

(72)発明者 狩野 広之  
群馬県前橋市烏羽町78番地 日本精工株式  
会社内